

0-8 JUL 2004

**Europäisches
Patentamt****European
Patent Office****Office européen
des brevets****Bescheinigung****Certificate****Attestation**

Die angehefteten Unterla-
gen stimmen mit der
ursprünglich eingereichten
Fassung der auf dem näch-
sten Blatt bezeichneten
europäischen Patentanmel-
dung überein.

The attached documents
are exact copies of the
European patent application
described on the following
page, as originally filed.

Les documents liés à
cette attestation sont
conformes à la version
initialement déposée de
la demande de brevet
européen spécifiée à la
page suivante.

REC'D 07 SEP 2004

WIPO PCT

Patentanmeldung Nr. Patent application No. Demande de brevet n°

03017077.3

**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

Der Präsident des Europäischen Patentamts;
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets
p.o.

R C van Dijk



Anmeldung Nr:
Application no.: 03017077.3
Demande no:

Anmeldetag:
Date of filing: 28.07.03
Date de dépôt:

Anmelder/Applicant(s)/Demandeur(s):

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
Wittelsbacherplatz 2
80333 München
ALLEMAGNE

Bezeichnung der Erfindung/Title of the invention/Titre de l'invention:
(Falls die Bezeichnung der Erfindung nicht angegeben ist, siehe Beschreibung.
If no title is shown please refer to the description.
Si aucun titre n'est indiqué se référer à la description.)

Verfahren zur Vorfilterung einer Trainingssequenz in einem
Funkkommunikationssystem

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed /Priorité(s)
revendiquée(s)
Staat/Tag/Aktenzeichen/State/Date/File no./Pays/Date/Numéro de dépôt:

Internationale Patentklassifikation/International Patent Classification/
Classification internationale des brevets:

H04B7/04

Am Anmeldetag benannte Vertragsstaaten/Contracting states designated at date of
filing/Etats contractants désignées lors du dépôt:

AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IT LU MC NL
PT RO SE SI SK TR LI

Beschreibung

Verfahren zur Vorfilterung von Trainingssequenzen in einem Funkkommunikationssystem

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Vorfilterung von Trainingssequenzen in einem Funkkommunikationssystem, bei dem zumindest sendeseitig eine aus mehreren Antennensystemen bestehende Antennenanordnung verwendet wird.

10

Bei Funkkommunikationssystemen, wie beispielsweise bei Mobilfunksystemen, werden zur Steigerung einer Datenübertragungskapazität sowohl sendeseitig als auch empfangsseitig jeweils aus mehreren Antennensystemen bestehende Antennenanordnungen verwendet. Derartige Funkkommunikationssysteme werden als sogenannte "Multiple Input Multiple Output", kurz "MIMO", Funkkommunikationssysteme bezeichnet.

20

Mit Hilfe spezieller Signalverarbeitungsalgorithmen wird ein digitaler Eingangsdatenstrom in Teildatenströme aufgeteilt und über die sendeseitigen Antennensysteme abgestrahlt. Aufgrund der räumlich angeordneten Antennensysteme sind räumliche Funkkanalkoeffizienten ableitbar, die Eigenschaften von Funkübertragungskanälen repräsentieren. Die Funkkanalkoeffizienten beschreiben beispielsweise einen Signalschwund (Fading), eine spezifische Ausbreitung, eine Dämpfung, Störungen, usw., im Funkübertragungskanal.

25

Die Funkkanalkoeffizienten werden beispielsweise sendeseitig für die Vorfilterung der Teildatenströme verwendet, um diese im Hinblick auf einen erhöhten Datendurchsatz oder im Hinblick auf eine erhöhte Übertragungsqualität optimal an die Funkübertragung anzupassen. Beispielsweise wird durch die Vorfilterung für jeden Teildatenstrom eine individuelle Sendeleistungsanpassung und/oder eine individuelle Modulation durchgeführt.

30

35

Die Funkkanalkoeffizienten sind bei einem MIMO-Funkkommunikationssystem nur sehr aufwändig mit Hilfe einer Kanalschätzung zu ermitteln. So ergeben sich bei einer Anzahl von M_{TX} Sendeantennen und bei einer Anzahl von M_{RX} Empfangsantennen insgesamt $M_{RX} \times M_{TX}$ zu schätzende Funkkanalkoeffizienten für $M_{RX} \times M_{TX}$ Funkübertragungskanäle. Konkret ergeben sich für ein MIMO-Funkkommunikationssystem mit vier Sende- und mit vier Empfangsantennensystemen insgesamt 16 Funkübertragungskanäle, die durch 16 Funkkanalkoeffizienten beschrieben werden.

Eine genaue Schätzung der Funkkanalkoeffizienten bedingt insbesondere bei einem FDD-Funkkommunikationssystem („Frequency Division Duplex“, FDD) Trainingssequenzen großer Länge, die wiederum eine beträchtliche Anzahl von Funkübertragungsressourcen belegen.

Es ist deshalb Aufgabe der Erfindung, in einem Funkkommunikationssystem, insbesondere in einem MIMO-Funkkommunikationssystem, eine aufwandsarme bzw. eine bezüglich der Genauigkeit verbesserte Schätzung von Funkkanalkoeffizienten zu realisieren.

Die Aufgabe der Erfindung wird durch die Merkmale des Patentanspruchs 1 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen sind in den Unteransprüchen angegeben.

Ein erfindungsgemäße Vorfilter wird sendeseitig vor einer Antennenanordnung derart angeordnet, dass Trainingssequenzen über das Vorfilter an Antennensysteme der Antennenanordnung zur Abstrahlung zugeführt werden. Anhand der Trainingssequenzen erfolgt eine Kanalschätzung zur Ermittlung von Funkübertragungskanaleigenschaften, die durch räumliche Korrelationen beschrieben werden. Das Vorfilter wird in Abhängigkeit der räumlichen Korrelationen derart dimensioniert, dass ein vorgegebener Fehlerwert eines empfangsseitig zur Kanalschätzung verwendeten Algorithmus erzielt wird.

Dieser empfangsseitige Fehlerwert ist beispielsweise als zu minimierender Fehlerwert vorgegeben oder es soll ein vorgegebener Fehlerwert mittels einer Variation der Länge der Trainingssequenzen erzielt werden.

5

Die Funkübertragungskanaleigenschaften werden empfangsseitig mit Hilfe der Trainingssequenzen geschätzt und an die Sendeseite zur Dimensionierung des Vorfilters übermittelt. Dies ist beispielsweise dann der Fall, wenn in Aufwärtsrichtung (Uplink) und in Abwärtsrichtung (Downlink) verschiedene Trägerfrequenzen zur Funkübertragung verwendet werden.

10

Oder aber die Funkübertragungskanaleigenschaften werden sendeseitig in Abhängigkeit von einem verwendeten Übertragungsverfahren bestimmt. Dies ist beispielsweise dann der Fall, wenn in Aufwärtsrichtung (Uplink) von einer Mobilstation zu einer Basisstation und in Abwärtsrichtung (Downlink) von einer Basisstation zu einer Mobilstation verschiedene Zeitschlitzte einer Trägerfrequenz zur Funkübertragung verwendet werden. Da sich in diesem Fall die Funkübertragungskanaleigenschaften in Aufwärtsrichtung und in Abwärtsrichtung im wesentlichen nicht unterscheiden, sind die Funkübertragungskanaleigenschaften seitens der Basisstation aus der Aufwärtsrichtung direkt bestimmbar und stehen somit sendeseitig an der Basisstation unmittelbar zur Verfügung.

15

20

25

30

35

Durch das erfindungsgemäß gestaltete Vorfilter wird im Vergleich zu einem Funkkommunikationssystem ohne Vorfilterung eine Verbesserung der Kanalschätzung erzielt. Insbesondere bei einem empfangsseitig verwendeten Algorithmus zur Bildung eines mittleren quadratischen Fehlerwerts ("Mean Squared Error"), kurz MSE-Algorithmus, wird die Verbesserung in Hinsicht auf den mittleren quadratischen Fehler erzielt. Weiterhin wird eine Verwendung von verkürzten Trainingssequenzen unter Einhaltung eines vorgegebenen Fehlerwerts ermöglicht.

Dadurch, dass mit Hilfe des erfindungsgemäßen Vorfilters die Trainingssequenzen bei einem vorgegebenen Fehlerwert verkürzt werden können, werden Funkübertragungsressourcen eingespart, die vorteilhaft für eine Nutzdatenübertragung ("Payload") zur
5 Verfügung stehen.

Die Schätzung der Funkkanalkoeffizienten wird im Aufwand reduziert und vereinfacht, da einerseits zur Vorfilterung bzw. zur Kanalschätzung lediglich statische, langzeitstabile In-
10 formationen bezüglich der räumlichen Korrelationsverhältnisse für jeden Funkübertragungskanal bzw. für jedes Antennensystem verwendet werden. Andererseits werden durch Verwendung von verkürzten Trainingssequenzen die zur Kanalschätzung durchzuführenden Berechnungen im Aufwand reduziert.

15

Die Dimensionierung des Vorfilters ist aufgrund der lediglich langsam erfolgenden Änderung der Funkkanalkoeffizienten besonders vorteilhaft nur in größeren Zeitabständen durchzuführen.

20

Bei der Schätzung der Funkkanalkoeffizienten werden Einflüsse auf den Funkübertragungskanal, wie beispielsweise Schwund („Fading“), berücksichtigt.

25

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Vorfilterung ist neben den MIMO-Funkkommunikationssystemen auch bei so genannten "Multiple-Input-Single-Output", kurz "MISO", Funkkommunikationssystemen einsetzbar.

30

Bei einem MISO-Funkkommunikationssystem werden sendeseitig eine Vielzahl von Sendeantennensystemen, die gegebenenfalls als intelligente Antennenanordnung, auch bekannt als "Smart Antenna", betrieben werden, verwendet, während empfangsseitig lediglich ein einzelnes Antennensystem angeordnet ist.

35

Das erfindungsgemäße Verfahren verwendet vorteilhaft die Erkenntnis, dass bei einer typischen Freiraumausbreitung die

Funkübertragungskanäle bzw. die den Funkübertragungskanälen jeweils zugeordneten Sende- bzw. Empfangsantennensysteme zueinander räumlich korreliert sind. Dabei sind insbesondere bei einer direkten freien Sichtverbindung ("Line of Sight") die Funkkanalkoeffizienten genau zu bestimmen, da sie sich lediglich über einen längeren Beobachtungszeitraum ändern.

Zum besseren Verständnis der Erfindung wird nachfolgend ein typisches MIMO-Funkkommunikationssystem in allgemeiner Form beispielhaft dargestellt.

FIG 1 zeigt ein Blockschaltbild eines MIMO-Funkkommunikationssystems. Ein digitales Eingangssignal IN, das seriell aufeinanderfolgende Bits aufweist, gelangt sendeseitig an einen Seriell/Parallel-Wandler SPW, mit dessen Hilfe das Eingangssignal IN in insgesamt MT Datenfolgen D11, D12, ..., D1MT für MT sendeseitige Subkanäle SU11, SU12, ..., SU1MT aufgeteilt wird. Jeder einzelne der MT sendeseitigen Subkanäle SU11 bis SU1MT weist zur Modulation der einzelnen Datenfolgen D11 bis D1MT jeweils einen Modulator QMOD auf, wobei hier die Datenfolgen D11 bis D1MT mit Hilfe eines identischen Modulationsverfahrens moduliert werden.

Modulierte Datenfolgen DM11, DM12, ..., DM1MT gelangen über ein Vorfilter FS zur Abstrahlung an eine sendeseitige Antenneneinrichtung ANT1Z, die insgesamt MZ einzelne Antennensysteme A11, A12, ..., A1MZ aufweist. Mit Hilfe einer empfangsseitigen Antenneneinrichtung ANT2Z, die insgesamt MR einzelne Antennensysteme A21, A22, ..., A2MR aufweist, werden MR Datenfolgen DZ21, DZ22, ..., DZ2MR empfangen. Diese weisen jeweils einen Rauschanteil auf, der durch einen Rauschvektor n dargestellt ist.

Die MR Datenfolgen DZ21 bis DZ2MR gelangen an ein Matrixfilter GE, das MT Datenfolgen D21, D22, ..., D2MT für MT empfangsseitige Subkanäle SU21, SU22, ..., SU2MT bildet. Die Datenfolgen D21 bis D2MT gelangen an einen Parallel/Seriell-

Wandler PSW, der ein Ausgangssignal OUT mit seriell aufeinanderfolgenden Bits bildet. Die Eigenschaften der Übertragungskanäle sind als Funkkanalkoeffizienten in einer Matrix zusammenfassbar.

5

Im Folgenden wird die erfindungsgemäße Vorfilterung beispielhaft für einen empfangsseitig eingesetzten Algorithmus zur Bildung eines minimalen mittleren quadratischen Fehlerwerts ("Minimum Mean Squared Error"), kurz MMSE-Algorithmus, hergeleitet.

10

Es wird vorausgesetzt, dass die sendeseitigen Trainingssequenzen orthogonal zueinander dem sendeseitigen Vorfilter zur Vorverarbeitung zugeführt werden.

15

Nachfolgend gelten folgende Abkürzungen:

	I	bezeichnet eine Einheitsmatrix,
	M^*	bezeichnet eine konjugiert komplexe Matrix M ,
20	M^T	bezeichnet eine transponierte Matrix M ,
	M^H	bezeichnet eine konjugiert transponierte Matrix M (hermitesche Matrix),
	$[M]_{ij}$	bezeichnet ein Element einer Zeile i und einer Spalte j einer Matrix M ,
25	$\text{vec}(M)$	bildet aus Spalten einer Matrix M einen Vektor
	\otimes	bezeichnet ein Kronecker Produkt, und

$\text{diag}(M) = \text{diag}(M)^T$ bildet eine Diagonalmatrix mit Elementen x auf der Diagonalen.

30

Beim MIMO-Funkkommunikationssystem wird eine Übertragung einer Trainingssequenz über einen Funkübertragungskanal mit weißem Rauschen am Empfänger modelliert durch:

$$Y = R_{\tilde{n}\tilde{n}}^{-0,5} HFS + R_{\tilde{n}\tilde{n}}^{-0,5} \tilde{N} = R_{\tilde{n}\tilde{n}}^{-0,5} HFS + N$$

5

Gleichung (1)

mit:

	N_t	als Trainingssequenzlänge,
10	M_{Tx}	als Anzahl der sendeseitigen Antennensysteme,
	M_{Rx}	als Anzahl der empfangsseitigen Antennensysteme,
	S	als sendeseitige Trainingssequenzmatrix der Größe $M_{Tx} \times N_t$,
	F	als lineare Matrix des sendeseitigen Vorfilters, Größe $M_{Tx} \times M_{Tx}$,
15	H	als Funkübertragungskanalmatrix mit korrelierten Funkkanalkoeffizienten, Größe $M_{Tx} \times M_{Rx}$,
	\tilde{N}	als gemessene empfangsseitige Rauschmatrix vor einem "Noise-Whitening"-Rauschfilter, Größe $M_{Rx} \times N_t$,
20	N	als empfangsseitige Rauschmatrix mit weißem Rauschen nach dem "Noise Whitening"-Rauschfilter, Größe $M_{Rx} \times N_t$,
	$R_{\tilde{n}\tilde{n}}$	als geschätzte Rauschkovarianzmatrix gemäß Gleichung (5),
25	Y	als gemessene, verrauschte, empfangsseitige Trainingssequenzmatrix, Größe $M_{Rx} \times N_t$.

Bei orthogonalen Trainingssequenzen erfüllt die sendeseitige Trainingssequenzmatrix S folgende Bedingung einer diskreten Fouriertransformations-Matrix, kurz DFT-Matrix:

$$SS^H = S^H S = N_t \cdot I$$

5

Gleichung (2)

Zerlegt man die Rauschmatrix \tilde{N} in Spaltenvektoren mit:

10

$$\tilde{N} = [\tilde{n}_1, \dots, \tilde{n}_{N_t}]$$

Gleichung (3),

15

so ergibt sich die in Gleichung (1) genannte Rauschkovarianzmatrix $R_{\tilde{n}\tilde{n}}$ als Erwartungswert E mit $1 \leq i \leq N_t$ zu:

$$R_{\tilde{n}\tilde{n}} = E[\tilde{n}_i \tilde{n}_i^H]$$

20

Gleichung (4)

Die Kovarianzmatrix der Spalten der in Gleichung (1) genannten Rauschmatrix N nimmt für weißes gauß'sches Rauschen den Wert der Einheitsmatrix I an.

25

Im Folgenden wird eine Schätzung der Funkkanalkoeffizienten unter Verwendung des empfangsseitigen MMSE-Algorithmus und unter Verwendung des als bekannt vorausgesetzten Vorfilters betrachtet.

30

Dazu wird Gleichung (4) in Vektor-Schreibweise umgeformt:

$$\underbrace{vec(Y)}_y = \underbrace{((FS)^T \otimes R_{\tilde{n}\tilde{n}}^{-0,5})}_X \cdot \underbrace{vec(H)}_h + \underbrace{vec(N)}_n$$

$$y = X \cdot h + n$$

5

Gleichung (5),

mit h , n , y als Spaltenvektoren.

- 10 Besitzen die Spaltenvektoren h , n die Kovarianzmatrizen R_{hh} und R_{nn} , so wird eine lineare MMSE-Kanalschätzung des Spaltenvektors h entsprechend einer aus der Druckschrift "Fundamentals of statistical signal processing volume 1 (estimation theory), Kay S. M., Prentice Hall, 1993, bekannten Gleichung durchgeführt.
- 15

Man erhält als Schätzwert für den Spaltenvektor h :

$$\hat{h} = (R_{hh}^{-1} + X^H R_{nn}^{-1} X)^{-1} X^H R_{nn}^{-1} y$$

20 Gleichung (6)

mit R_{hh} als Kovarianzmatrix des Spaltenvektors h und mit R_{nn} als Kovarianzmatrix des Spaltenvektors n .

- 25 Wie nachfolgend gezeigt wird, ist die Matrix X eine Funktion der Kovarianzmatrix R_{hh} . Bei weißem Rauschen entspricht die dem Spaltenvektors n zugeordnete Kovarianzmatrix R_{nn} der Einheitsmatrix I .

- 30 Aus der Druckschrift "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems", Shiu, Foschini, Gans, Kahn, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48,

no.3, pp.502-513, March 2000, ist ein vereinfachtes Modell eines korrelierten MIMO-Funkübertragungskanal bekannt.

Dabei gilt beispielsweise für eine sowohl sendeseitige als auch empfangsseitige Korrelation von Antennensystemen bzw. von Funkübertragungskanälen für die Funkübertragungskanalmatrix H :

$$H = A^H H_W B$$

10 Gleichung (7)

$$A A^H = R_{R_x}$$

Gleichung (8)

$$B B^H = R_{T_x}$$

Gleichung (9)

15

mit:

$A A^H$ als Matrizenwurzel, definiert über R_{R_x} ,

$B B^H$ als Matrizenwurzel, definiert über R_{T_x} ,

H_W als komplexe Funkübertragungskanal-Matrix mit gauß'schen Variablen einer Einheitsvarianz, Größe $M_{R_x} \times M_{T_x}$,

20

H als Funkübertragungskanalmatrix mit korrelierten Funkkanalkoeffizienten, Größe $M_{T_x} \times M_{R_x}$,

R_{R_x} als normierte empfangsseitige langzeitstabile Korrelationsmatrix mit Funkkanalkoeffizienten, Größe $M_{R_x} \times M_{R_x}$, und mit

25

R_{T_x} als normierte sendeseitige langzeitstabile Korrelationsmatrix mit Funkkanalkoeffizienten, Größe $M_{T_x} \times M_{T_x}$,

Unter Verwendung des oben genannten Kanalmodells folgt:

$$R_{hh} = R_{T_x}^* \otimes R_{R_x}$$

30

Gleichung (10)

Mit dem gegebenen Kanalmodell wird ein mittlerer quadratischer Fehlerwert ε ("Mean Squared Error", MSE) abgeleitet:

$$\varepsilon = \text{tr}((R_{Tx}^*)^{-1} \otimes R_{Rx}^{-1} + N_t(F^* F^T \otimes R_{nn}^{-1}))^{-1}$$

5 Gleichung (11)

Dabei wurde Spur (bzw. „Trace“) mit „tr“ abgekürzt.

10 Unter der Voraussetzung, dass sendeseitig bzw. empfangsseitig statistische Informationen über Funkkanalkoeffizienten vorliegen, die in Gleichung (11) mit R_{Tx} bzw. R_{Rx} berücksichtigt werden, ist ein entsprechender Entwurf eines linearen Vorfilters F unter Berücksichtigung eines minimalen Fehlers ε durchführbar.

15

Nachfolgend wird eine additive Überlagerung mit weißem gauß'schen Rauschen am Empfänger betrachtet und eine geschlossene Lösung für den MMSE-Algorithmus abgeleitet.

20 Es gilt:

$$R_{nn} = N_0 \cdot I$$

Gleichung (12),

25 mit N_0 als Rauschleistung.

Daraus ergibt sich der Fehlerwert ε zu:

$$\varepsilon = \text{tr}((R_{Tx}^*)^{-1} \otimes R_{Rx}^{-1} + \frac{N_t}{N_0}(F^* F^T \otimes I))^{-1}$$

Gleichung (13).

30

Basierend auf dieser Gleichung wird nachfolgend das erfindungsgemäße Vorfilter für verschiedene Ausbreitungsszenarien entworfen.

- 5 Dabei wird einerseits durch die sendeseitige Vorfilterung, bzw. durch die optimale Anpassung der Trainingssequenzen an den Funkübertragungskanal, eine verbesserte Schätzung der Funkkanalkoeffizienten ermöglicht und andererseits wird bei einem vorgegebenen Fehlerwert ε eine Verkürzung der sendeseitigen Trainingssequenzen ermöglicht.

Nachfolgend werden Eigenwert-Zerlegungen mit Eigenwerten Λ_{Rx} und Λ_{Tx} durchgeführt. Es gilt:

$$R_{Rx} = V_{Rx} \Lambda_{Rx} V_{Rx}^H$$

$$R_{Tx}^* = V_{Tx} \Lambda_{Tx} V_{Tx}^H$$

15

Gleichung (14)

mit

- R_{Rx} als empfangsseitige Korrelationsmatrix,
 20 R_{Tx} als sendeseitige Korrelationsmatrix,
 V_{Rx} als Eigenvektoren ($v_{R1}, v_{R2}, \dots, v_{R,MRx}$) der empfangsseitigen Korrelationsmatrix R_{Rx} ,
 V_{Tx} als Eigenvektoren ($v_{T1}, v_{T2}, \dots, v_{Tx,MTx}$) der sendeseitigen Korrelationsmatrix R_{Tx} ,
 25 Λ_{Rx} als Eigenwerte ($\Lambda_{R1}, \Lambda_{R2}, \dots, \Lambda_{R,MRx}$) der empfangsseitigen Korrelationsmatrix R_{Rx} , und mit
 Λ_{Tx} als Eigenwerte ($\Lambda_{T1}, \Lambda_{T2}, \dots, \Lambda_{T,MTx}$) der sendeseitigen Korrelationsmatrix R_{Tx} .
- 30 Ein Eigenwert Λ_{Ti} ($i=1, \dots, M_{Tx}$) mit zugeordnetem Eigenvektor V_{Ti} ($i=1, \dots, M_{Tx}$) ist als so genannter "Langzeit-Eigenmode" des Funkübertragungskanals zu bezeichnen, da hier Langzeiteigenschaften bezüglich der Korrelation beschrieben sind. Ein

großer Eigenwert bezüglich einer mittleren zu übertragenden Leistung kennzeichnet somit einen starken Eigenmode.

- Die sendeseitige Trainingssequenzmatrix S und die sendeseitigen Eigenvektoren V_{Tx} sind jeweils zeilenweise beschreibbar durch:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{M_{Tx}} \end{bmatrix} \quad V_{Tx}^* = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_{M_{Tx}} \end{bmatrix}$$

Gleichung (15)

- Das erfindungsgemäße Vorfilter wird beschrieben durch:

$$F^* = V_{Tx} \Phi_f$$

Gleichung (16)

- mit Φ_f als Diagonalmatrix, durch die Sendeleistungen zu den Eigenmoden bzw. zu den zu übertragenden Trainingssequenzen zugeordnet werden.

Somit gilt für die Vorfilterung der Trainingssequenzen:

20

$$F \cdot S = V_{Tx}^* \Phi_f S$$

Gleichung (17)

- Diese Gleichung beschreibt einerseits eine Leistungszuordnung zu den Trainingssequenzen, die mit Hilfe des Vektors Φ_f durchgeführt wird, und andererseits ein Beamforming, das an den Trainingssequenzen mit Hilfe der Eigenvektoren V_{Tx}^* der sendeseitigen Korrelationsmatrix R_{Tx} durchgeführt wird.

Für eine Trainingssequenz s_k wird eine Folge von in einer Matrix T_k gegebenen Sendevektoren über die Sendeantennen abgestrahlt. Es gilt:

5

$$T_k = \Phi_k V_k s_k$$

für alle k .

Gleichung 18

- 10 Gleichung (18) ist interpretierbar als Beamforming von einer Trainingssequenz s_k mit einem Eigenvektor v_k , wobei der Trainingssequenz s_k eine Leistung Φ_k zugeordnet wird.

Aus Gleichung (13) ergibt sich für den Fehlerwert ε :

15

$$\varepsilon = \text{tr}(\Lambda_{Tx}^{-1} \otimes \Lambda_{Rx}^{-1} + \frac{N_t}{N_0} (V_{Tx}^H F^* F^T V_{Tx} \otimes I))^{-1}$$

Gleichung (19)

- 20 Mit der Diagonalmatrix Φ_f zur Sendeleistungszuordnung ergibt sich für den Fehlerwert ε :

$$\varepsilon = \text{tr}(\Lambda_{Tx}^{-1} \otimes \Lambda_{Rx}^{-1} + \frac{N_t}{N_0} (\Phi_f \Phi_f^H \otimes I))^{-1}$$

Gleichung (20)

Nachfolgend wird in einem ersten Ausführungsbeispiel sowohl eine empfangsseitige als auch eine sendeseitige Korrelation der Antennensysteme bzw. der Funkübertragungskanäle betrachtet.

5

Eine Minimierung des Fehlerwerts ε aus Gleichung (20) wird mit Hilfe des sendeseitigen Vorfilters durchgeführt. Unter der Voraussetzung einer Leistungsbeschränkung folgt als Optimierungsproblem:

10

$$\min_{\Phi_f} \text{tr} (\Lambda_{Tx}^{-1} \otimes \Lambda_{Rx}^{-1} + \frac{N_t}{N_0} (\Phi_f \Phi_f^H \otimes I))^{-1}$$

(Gleichung 21),

wobei die Nebenbedingung der Leistungsbeschränkung bestimmt ist durch ρ mit:

15

$$\rho = \sum_{l=0}^{M_{Tx}} \Phi_{f,l}^2$$

Gleichung (22)

Die Minimierung des Fehlerwerts erfolgt unter Beachtung der Nebenbedingung durch numerische Berechnungs- und Optimierungsverfahren.

20

Nachfolgend wird in einem zweiten Ausführungsbeispiel eine lediglich sendeseitige Korrelation der Antennensysteme bzw. der Funkübertragungskanäle betrachtet. Dieses Beispiel beschreibt ein typisches Szenario in einem zellularen Funkkommunikationssystem mit einer freistehenden Sendeantennenanordnung.

In Matrix-Schreibweise folgt für Elemente der Diagonalmatrix Φ_f :

$$\Phi_f = \left[\frac{1}{M_{Tx}} \left(\left(\frac{N_t}{N_0} \right)^{-1} \text{tr}(\Lambda_{Tx}^{-1}) + \rho \right) \cdot I - \left(\frac{N_t}{N_0} \right)^{-1} \Lambda_{Tx}^{-1} \right]^{0.5}$$

10

Gleichung (23)

mit der Nebenbedingung, dass alle Elemente der Diagonalmatrix Φ_f größer als 0 sind. Dies kann beispielsweise mit einem iterativen Verfahren sichergestellt werden.

Nachfolgend wird in einem dritten Ausführungsbeispiel eine lediglich empfangsseitige Korrelation von Antennensystemen betrachtet.

Es ergibt sich, dass alle Elemente der Diagonalmatrix Φ_f kongruent sind. Es gilt:

$$\Phi_f = \rho / M_{Tx} I$$

25

Gleichung (24)

In diesem Spezialfall findet lediglich eine ungerichtete Übertragung ohne Beamforming statt.

30

28. Juli 2003

Patentansprüche

1. Verfahren zur Vorfilterung von Trainingssequenzen in einem Funkkommunikationssystem, bei dem zumindest sendeseitig
5 eine aus mehreren Antennensystemen bestehende Antennenanordnung verwendet wird,
 - bei dem die Trainingssequenzen über ein Vorfilter den sendeseitigen Antennensystemen zur Abstrahlung zugeführt werden,
 - 10 - bei dem anhand empfangener Trainingssequenzen eine Kanalschätzung von Funkübertragungskanaleigenschaften, die durch räumliche Korrelationen beschrieben werden, durchgeführt wird, und
 - bei dem das Vorfilter in Abhängigkeit der räumlichen
15 Korrelationen dimensioniert wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem das Vorfilter in Abhängigkeit der räumlichen Korrelationen derart dimensioniert wird, dass ein vorgegebener Fehlerwert eines zur Kanalschätzung verwendeten Algorithmus erreicht wird.
20
3. Verfahren nach Anspruch 2, bei dem der empfangsseitige Fehlerwert als Minimalwert bei einer vorgegebenen Trainingssequenzlänge vorgegeben wird oder bei dem der vorgegebene Fehlerwert mittels einer Anpassung der Länge der
25 Trainingssequenzen erreicht wird.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem empfangsseitig ein MSE-Algorithmus zur Kanalschätzung verwendet wird.
30
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem durch das Vorfilter für jede Trainingssequenz ein Beamforming-Verfahren durchgeführt wird, indem durch das Vorfilter sowohl eine Leistungszuordnung als auch eine Antennensystemzuordnung zur Trainingssequenz erfolgt.
35

6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem durch das Vorfilter die Trainingssequenzen an die Funkübertragungskanaleigenschaften angepasst werden.

5 7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Vorfilterung der Trainingssequenzen anhand folgender Gleichung durchgeführt wird:

$$F \cdot S = V_{Tx}^* \Phi_f S$$

mit:

10 S als sendeseitiger Trainingssequenzmatrix,
 F als sendeseitiger Vorfiltermatrix,
 V_{Tx} als Eigenvektoren einer langzeitstabilen sendeseitigen Korrelationsmatrix mit sendeseitigen Funkkanalkoeffizienten, und mit
 15 Φ_f als Diagonalmatrix zur Leistungszuordnung

8. Verfahren nach Anspruch 7, bei dem die Diagonalmatrix Φ_f unter Berücksichtigung eines MSE-Fehlerwerts ε anhand folgender Formel gebildet wird:

$$\varepsilon = \text{tr}(\Lambda_{Tx}^{-1} \otimes \Lambda_{Rx}^{-1} + \frac{N_t}{N_0} (\Phi_f \Phi_f^H \otimes I))^{-1}$$

20

mit

N_t als Trainingssequenzlänge,

N_0 als Rauschleistung,

I als Einheitsmatrix,

25 Λ_{Rx} als Eigenwerte einer empfangsseitigen langzeitstabilen Korrelationsmatrix mit empfangsseitigen Funkkanalkoeffizienten,

Λ_{Tx} als Eigenwerte der sendeseitigen langzeitstabilen Korrelationsmatrix mit sendeseitigen Funkkanalkoeffizienten.
 30

9. Verfahren nach Anspruch 7 oder 8, bei dem eine Minimierung des MSE-Fehlerwerts ϵ bei einer sendeseitigen und bei einer empfangsseitigen Korrelation von Funkübertragungskanälen bzw. Antennensystemen im Hinblick auf die Diagonalmatrix Φ_f anhand folgender Formel durchgeführt wird:

$$\min_{\Phi_f} \text{tr} (\Lambda_{Tx}^{-1} \otimes \Lambda_{Rx}^{-1} + \frac{N_t}{N_0} (\Phi_f \Phi_f^H \otimes I))^{-1}$$

wobei als Nebenbedingung eine Leistungsbeschränkung anhand folgender Formel bestimmt wird:

$$\rho = \sum_{l=0}^{M_{Tx}} \Phi_{f,l}^2$$

10. Verfahren nach Anspruch 7 oder 8, bei dem bei einer sendeseitigen Korrelation von Funkübertragungskanälen bzw. Antennensystemen für Elemente der Diagonalmatrix Φ_f gilt:

$$\Phi_{f,l} = \left[\frac{1}{M_{Tx}} \left(\left(\frac{N_t}{N_0} \right)^{-1} \text{tr}(\Lambda_{Tx}^{-1}) + \rho \right) \cdot I - \left(\frac{N_t}{N_0} \right)^{-1} \Lambda_{Tx}^{-1} \right]^{0,5}$$

mit der Nebenbedingung $\Phi_{f,1} \geq 0$.

11. Sendestation und/oder Empfangsstation eines Funkkommunikationssystems mit Mitteln, die zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 10 ausgestaltet sind.

Zusammenfassung

Verfahren zur Vorfilterung von Trainingssequenzen in einem Funkkommunikationssystem

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Vorfilterung einer Trainingssequenz in einem Funkkommunikationssystem, bei dem zumindest sendeseitig eine aus mehreren Antennensystemen bestehende Antennenanordnung verwendet wird. Dabei werden die Trainingssequenzen über ein Vorfilter den sendeseitigen Antennensystemen zur Abstrahlung zugeführt. Anhand der Trainingssequenzen wird eine Schätzung zur Bildung von Funkübertragungskanaleigenschaften, die durch räumliche Korrelationen beschrieben werden, durchgeführt. Das Vorfilter wird in Abhängigkeit der Korrelationen derart dimensioniert, dass ein Fehlerwert eines empfangsseitig zur Kanalschätzung verwendeten Algorithmus minimiert wird.

20 FIG 1